

Gliederung

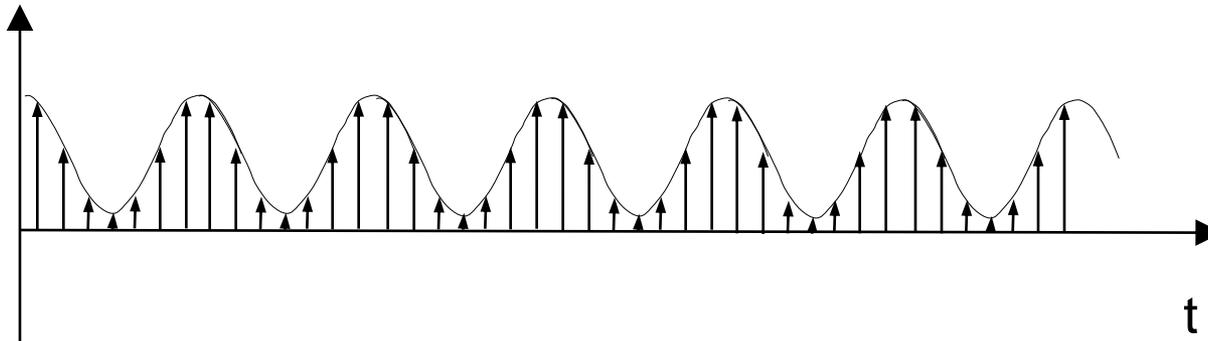
1. Signalabtastung / Abtasttheorem
2. Abtastung mit Bildsensoren
3. Beispiele für die Abtastung von Gitterstrukturen mit und ohne Unterabtastung
4. A/D-Wandlung: Wirkprinzipien / Beispiele

Gliederung

1. Signalabtastung / Abtasttheorem
2. Abtastung mit Bildsensoren
3. Beispiele für die Abtastung von Gitterstrukturen mit und ohne Unterabtastung
4. A/D-Wandlung: Wirkprinzipien / Beispiele

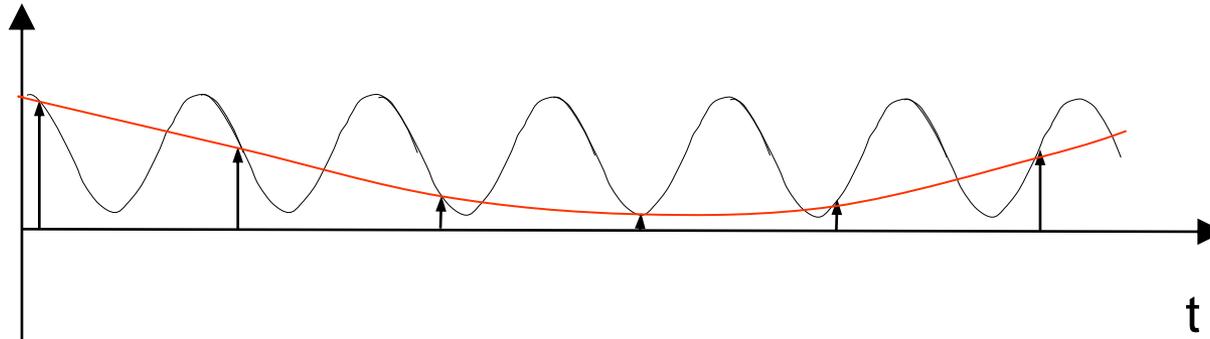
Signalabtastung / Abtasttheorem

Beispiel: mittels Nadel-Impulsen (Dirac-Stöße) abgetastete Sinusfunktion



Signalabtastung / Abtasttheorem

Beispiel: Unterabtastung („undersampling“) einer Sinusfunktion, “Aliasing”



Abhilfe durch den Einsatz eines Anti-Aliasing-filters bzw. durch eine höhere Abtastrate

Abtasttheorem nach Shannon

Soll ein abgetastetes Signal wieder vollständig (z.B. mit einer Fourier-Transformation) rekonstruiert werden, so muss die Abtastrate $>$ als das Doppelte der höchsten im Signal enthaltenen Frequenz (“Nyquist“-Frequenz) sein

Fouriertransformation allg.

Ermittlung des komplexen Spektrums mit Hilfe der Fouriertransformation

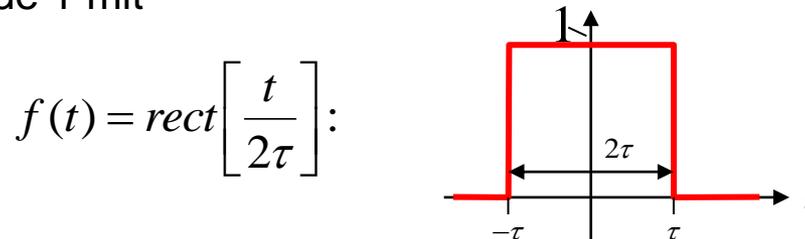
$$F(j\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot e^{-j\omega t} dt$$

Rekonstruktion des Signales im Zeitbereich aus dem komplexen Spektrum durch Fourierrücktransformation

$$f(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} F(j\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega$$

Beispiel 1 (Fouriertransformation in reeller Form)

Berechnung des Spektrums eines einmaligen Rechteckpulses (gerade Funktion) der Amplitude 1 mit



Sinus cardinalis
(Spaltfunktion):
sin x/x

$$A(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{t=-\infty}^{\infty} \left(\text{rect}\left[\frac{t}{2\tau}\right] \cdot \cos(\omega t)\right) dt = \frac{1}{\pi} \int_{t=-\tau}^{\tau} \cos(\omega t) dt$$

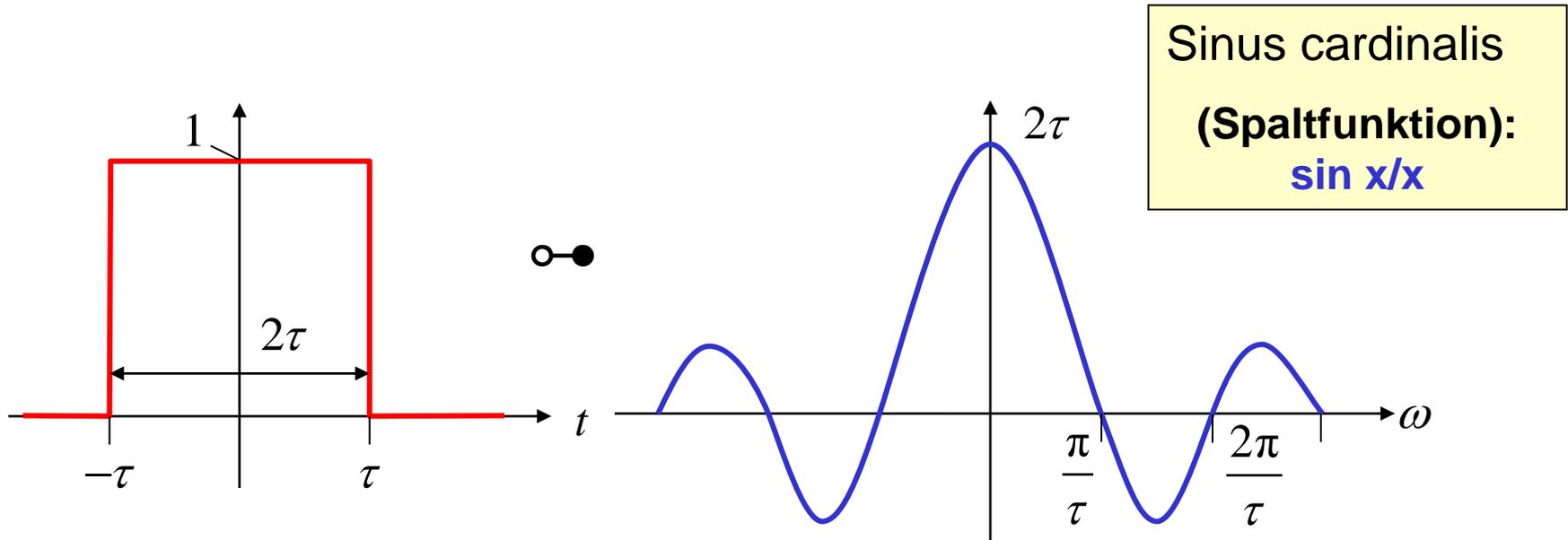
$$= \frac{\sin(\omega t)}{\omega} \Big|_{-\tau}^{\tau} = 2 \cdot \frac{\sin(\omega \tau)}{\omega} = 2\tau \cdot \frac{\sin(\omega \tau)}{\omega \tau} = 2\tau \cdot \text{si}(\omega \tau)$$

$$B(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{t=-\infty}^{\infty} \left(\text{rect}\left[\frac{t}{2\tau}\right] \cdot \sin(\omega t)\right) dt = \frac{1}{\pi} \int_{t=-\tau}^{\tau} \left(\text{rect}\left[\frac{t}{2\tau}\right] \cdot \sin(\omega t)\right) dt$$

$$= -\frac{\cos(\omega t)}{\omega} \Big|_{-\tau}^{\tau} = -\frac{\cos(\omega \tau)}{\omega} + \frac{\cos(-\omega \tau)}{\omega} = 0$$

Beispiel 1 (Forts.)

Grafische Darstellung des Ergebnisses



Zeitsignal

Durch Fouriertransformation aus dem
Zeitsignal ermitteltes Spektrum

Diskrete Fouriertransformation (DFT): allgemeine Darstellung

Das komplexes Signal \underline{x} sei im Zeitbereich mit einer Anzahl von M Stützstellen gegeben mit $x_0; x_1; x_2; \dots x_{M-1}$

Das Signal lässt sich in die

reellen Anteile

$$a_0 \dots a_{M-1}$$

und die imaginären Anteile

$$b_0 \dots b_{M-1}$$

aufspalten.

Häufig wird auf Einheiten verzichtet und der Stützstellenabstand mit $1/M$ angenommen. Die Frequenz ist dementsprechend ebenfalls dimensionslos.

Diskrete Fouriertransformation

Das Zeitsignal x_m lässt sich durch eine Reihe von Sinus- und Cosinusfunktionen darstellen, wobei sich die Amplituden mit Hilfe der DFT wie folgt ergeben:

$$A_k = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} a_m \cos \frac{2\pi mk}{M} \quad B_k = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} b_m \sin \frac{2\pi mk}{M}$$

Laufvariable m: m/M entspricht der dimensionslosen Zeit (bzw. dem Ort)

Laufvariable k: entspricht der dimensionslosen (Orts-) Frequenz

M: Anzahl der Stützstellen

Betrag der Schwingung $x_k = \sqrt{A_k^2 + B_k^2}$

Phasenwinkel der Schwingung $\varphi_k = \arctan \frac{B_k}{A_k}$

Rücktransformation

Für die Rücktransformation gilt:

$$x_m = a_m = \sum_{k=0}^{M-1} \left(A_k \cos \frac{2\pi mk}{M} + B_k \sin \frac{2\pi mk}{M} \right)$$

Beispiel

Sinusfunktion der Periodendauer 1, abgetastet mit 10 Werten im Abstand 1/10

$$a_m = \sin(m/10)$$

m	a _m
0	0
1	0,58778525
2	0,95105652
3	0,95105652
4	0,58778525
5	1,2251E-16
6	-0,58778525
7	-0,95105652
8	-0,95105652
9	-0,58778525

$$A_k = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} a_m \cos \frac{2\pi mk}{M}$$

Die Sinusfunktion ist eine ungerade Funktion

→ alle Cos-Anteile=0,

d.h. für alle k ist $A_k = 0$

Beispiel: Sinusfunktion der Periodendauer 10

$$B_k = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} b_m \sin \frac{2\pi mk}{M}$$

$$k=0: B_0 = \frac{1}{10} \sum_{m=0}^9 b_m \sin \frac{2\pi m \cdot 0}{10} = 0$$

$$k=1: B_1 = \frac{1}{10} \sum_{m=0}^9 b_m \sin \frac{2\pi m \cdot 1}{10} = \frac{(0,345 + 0,9 + \dots + 0,345)}{10} = 0,5$$

$$k=2: B_2 = \frac{1}{10} \sum_{m=0}^9 b_m \sin \frac{2\pi m \cdot 2}{10} = \frac{(0,56 + 0,56 + \dots + 0,56)}{10} = 0$$

:

$$k=8: B_8 = \frac{1}{10} \sum_{m=0}^9 b_m \sin \frac{2\pi m \cdot 8}{10} = \frac{(-0,56 - 0,56 + \dots - 0,56)}{10} = 0$$

$$k=9: B_9 = \frac{1}{10} \sum_{m=0}^9 b_m \sin \frac{2\pi m \cdot 9}{10} = \frac{(-0,345 - 0,9 + \dots - 0,345)}{10} = -0,5$$

Zeit- und ortsabhängige Funktionen

Zeitbereich

Zeit (Zeitkoordinate) t in **s**

Frequenzbereich

Frequenz f in **1/s**

Ortsbereich

Ortskoordinate(n) x, y in **m**

Ortsfrequenzbereich

Ortsfrequenzen f_x, f_y in **1/m** oder **1/mm**

Zeit- und ortsabhängige Funktionen

Beispiele für ein- und zweidimensionale Funktionen mit Ortskoordinaten:

- Höhenprofile z.B. von technischen Oberflächen $z = f(x,y)$
- Helligkeitsverteilungen (z.B. entlang einer Geraden oder in einer Ebene) $y = f(x)$

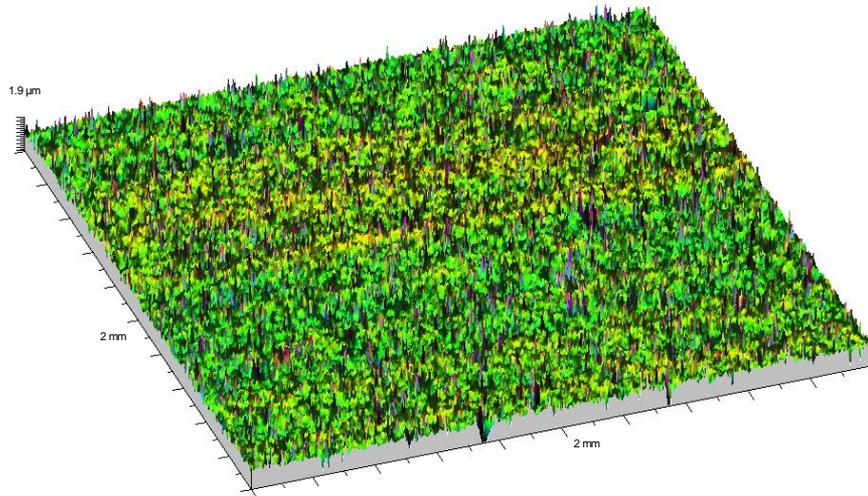


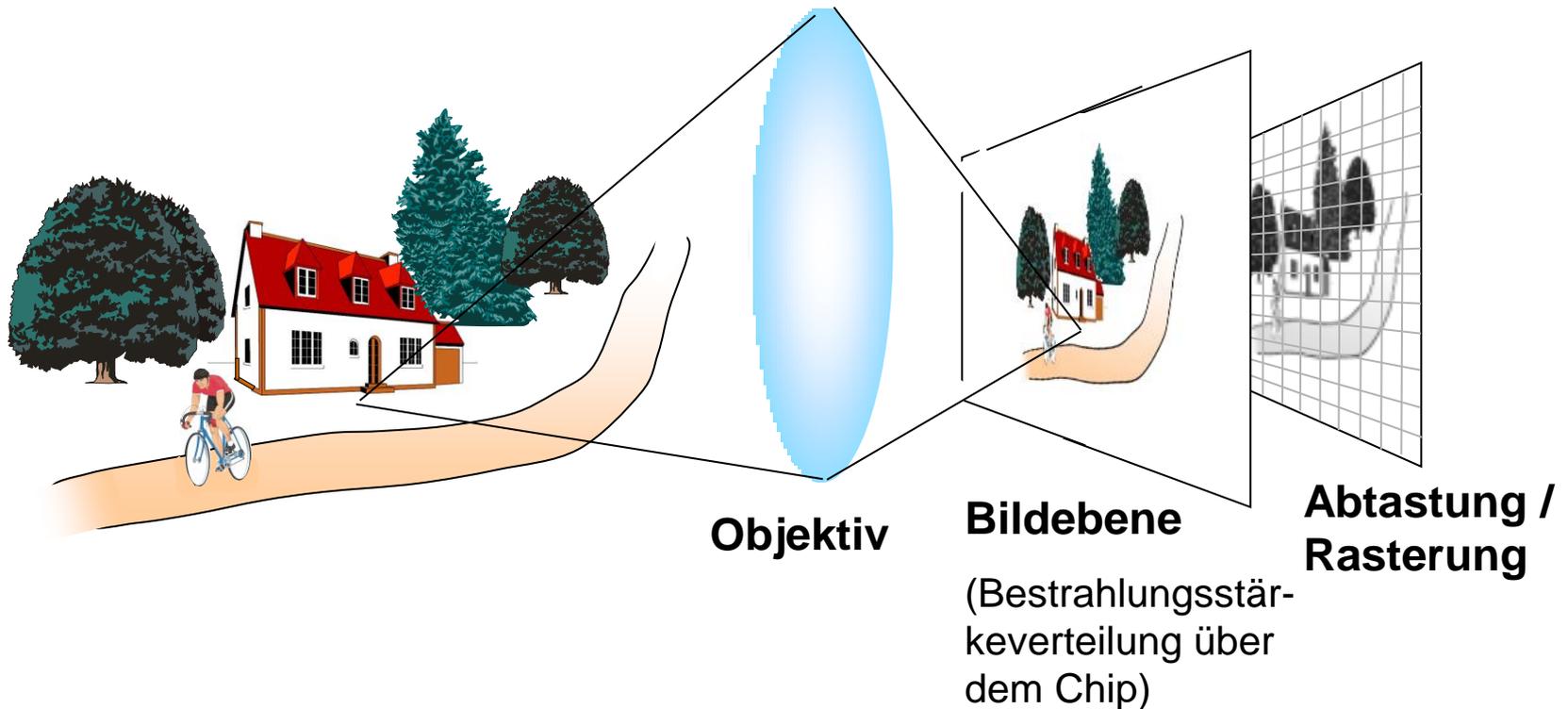
Abb.:

Oberfläche einer polierten
Keramik

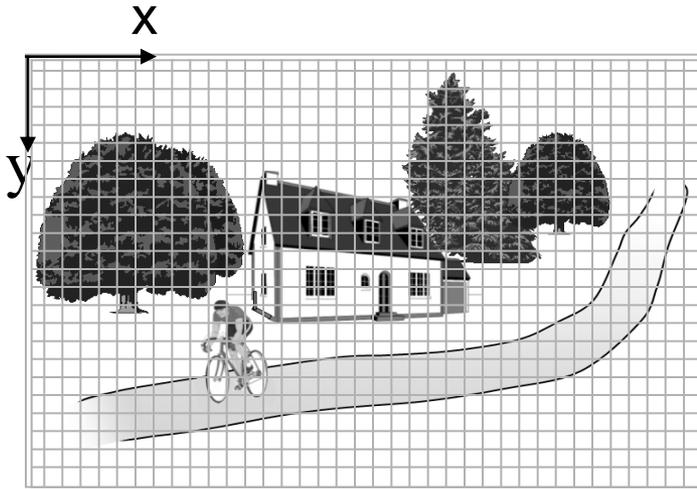
Gliederung

1. Wiederholung zur Signaltheorie
2. Signalabtastung / Abtasttheorem
3. **Abtastung mit Bildsensoren**
4. Beispiele für die Abtastung von Gitterstrukturen mit und ohne Unterabtastung
5. A/D-Wandlung: Wirkprinzipien / Beispiele

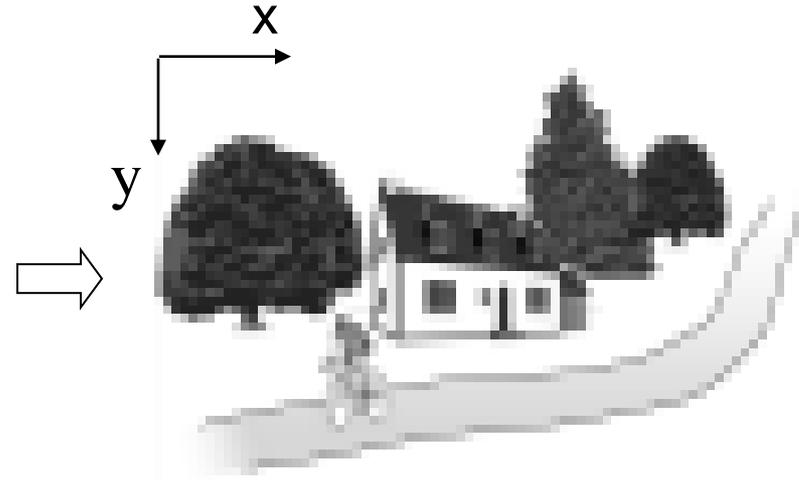
Abtastung eines Bildes, einer Helligkeitsverteilung in einer Kamera mit einem Bildsensor



Abtastung eines Bildes, einer Helligkeitsverteilung in einer Kamera mit einem Bildsensor



Gerastertes Bild der "Helligkeits"verteilung
(Abtastung mit einem quadratischen Gitter)



Ladungsbild im Sensorchip (CCD, CMOS,...)

Ladungsbild:
$$Q(i, j) \sim \int_{A_{ij}} E_e dA = \iint_{l_x l_y} E_e(x, y) dx dy$$

E_e – Bestrahlungsstärke in W/m^2 bzw. W/cm^2

Q_{ij} – im Pixel mit den Koordinaten ij generierte Ladung

l_x, l_y - Pixelabmessungen

Abtastung eines Bildes, einer Helligkeitsverteilung in einer Kamera mit einem Bildsensor

Aufgabe:

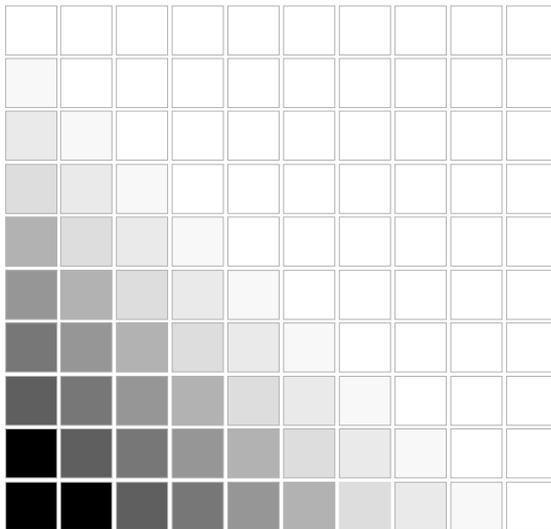
Gegeben ist folgende zweidimensionale Verteilung der Bestrahlungsstärke:

$$E_e(x;y) = 20.000\text{kW} \cdot (10000x - 10000y)^2 / \text{m}^2$$

Es ist die mittlere Bestrahlungsstärke über einem Pixel zu berechnen, dessen Ursprungskoordinaten sich im Punkt $x_0 = 0$ und $y_0 = 0$ befinden und dessen Seitenlänge (quadratische Form) $10\mu\text{m}$ beträgt.

Aufgabe:

Ein quadratisches Pixel ist gedanklich in 10 x 10 Subpixel unterteilt. Durch Aufsummieren bzw. Mittelwertbildung der Intensitätswerte der Subpixel kann das Signal des realen Pixels näherungsweise (Annäherung der Integration durch Summation) berechnet werden. Jedes dieser Subpixel soll Intensitätswerte (dimensionslos) von 0..100 annehmen können. Es ist das dimensionslose (digitale) Signal des Pixels näherungsweise zu berechnen. Das Ergebnis ist zu normieren. Dabei ist zu berücksichtigen, dass das Signal maximal einen Wert von 255 annehmen kann, wenn alle Subpixel den Maximalwert von 100 aufweisen. Es werden lineare Verhältnisse vorausgesetzt.



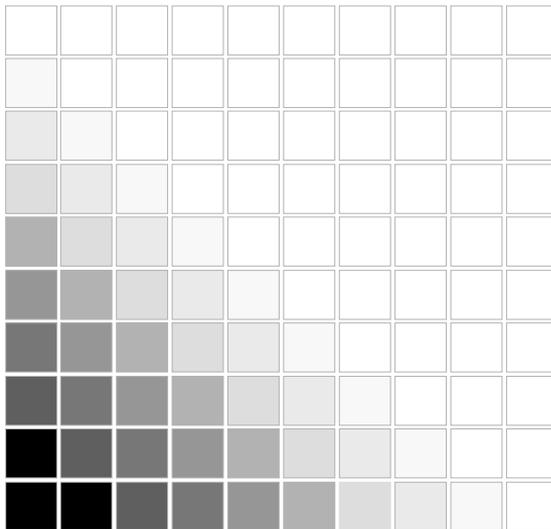
100	100	100	100	100	100	100	100	100	100
90	100	100	100	100	100	100	100	100	100
80	90	100	100	100	100	100	100	100	100
70	80	90	100	100	100	100	100	100	100
60	70	80	90	100	100	100	100	100	100
40	60	70	80	90	100	100	100	100	100
30	40	60	70	80	90	100	100	100	100
20	30	40	60	70	80	90	100	100	100
10	20	30	40	60	70	80	90	100	100
0	10	20	30	40	60	70	80	90	100

Achtung: der hier verwendete Begriff "Subpixel" ist nicht zu verwechseln mit den Termini "Subpixel"arithmetik bzw. "Subpixel"algorithmen

Lösung:

$$A = 255 \cdot (2 \cdot 10 + 3 \cdot 20 + 4 \cdot 30 + 5 \cdot 40 + 6 \cdot 60 + 7 \cdot 70 + 8 \cdot 80 + 9 \cdot 90 + 55 \cdot 100) / 10000$$

$$= \underline{\underline{209,1}}$$



100	100	100	100	100	100	100	100	100	100
90	100	100	100	100	100	100	100	100	100
80	90	100	100	100	100	100	100	100	100
70	80	90	100	100	100	100	100	100	100
60	70	80	90	100	100	100	100	100	100
40	60	70	80	90	100	100	100	100	100
30	40	60	70	80	90	100	100	100	100
20	30	40	60	70	80	90	100	100	100
10	20	30	40	60	70	80	90	100	100
0	10	20	30	40	60	70	80	90	100

Aufgabe:

Es ist eine Subpixelverteilung $A(i,j)$ mit $i; j = 1..10$ gegeben:

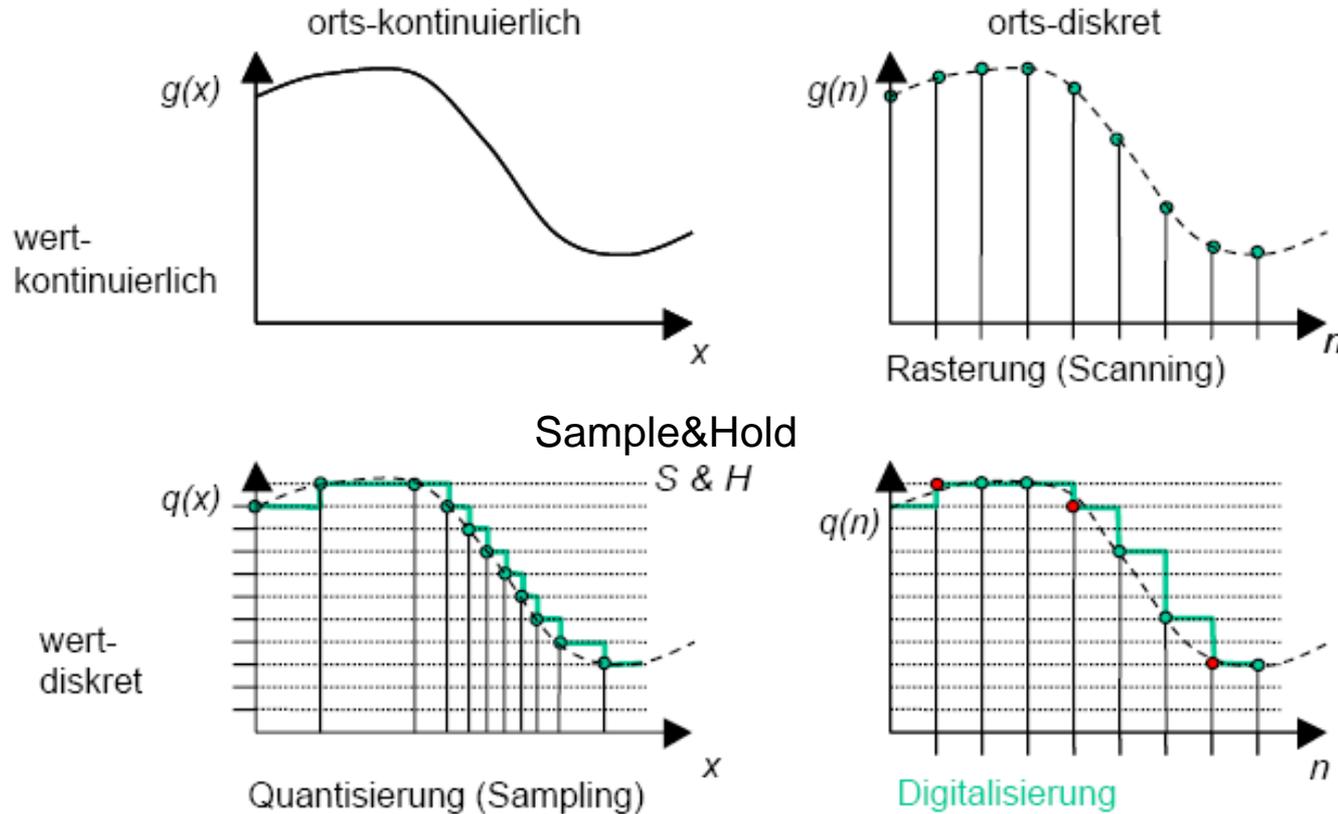
$$A(i = 2 \cdot m; j = 2n) = 4 \cdot i + 3 \cdot j; n = 1;2;3 \dots; m = 1;2;3 \dots \text{ und}$$

$$A(i = 2 \cdot m - 1; j = 2n - 1) = 0; n = 1;2;3 \dots; m = 1;2;3$$

Berechnen Sie den mittleren Intensitätswert über dem Wertebereich und normieren Sie ihn unter der Maßgabe, dass der maximale Intensitätswert eines Subpixels 100 und der maximale Intensitätswert über den gesamten Wertebereich maximal 255 betragen können.

Abtastung eines Bildes, einer Helligkeitsverteilung in einer Kamera mit einem Bildsensor

Diskretisierung ortsabhängiger Signale
(Digitalisierung von Bildern)



Gliederung

1. Wiederholung zur Signaltheorie
2. Signalabtastung / Abtasttheorem
3. Abtastung mit Bildsensoren
4. Beispiele für die Abtastung von Gitterstrukturen mit und ohne Unterabtastung
5. A/D-Wandlung: Wirkprinzipien / Beispiele

Arten von Gittern zur Abtastung

- **Gitter mit Rechteckstrukturen (CCD- und CMOS-Chips)**
- **Gitter mit quadratischen Strukturen (CCD- und CMOS-Chips)**
- **Sechseckstrukturen, rund, Achteck, Wabenstrukturen (z.B. Faserbündel)**

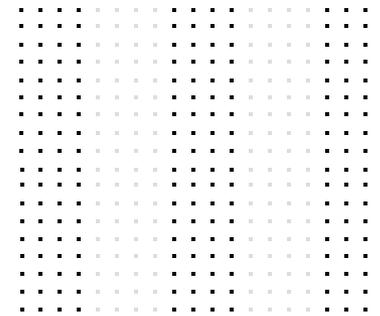
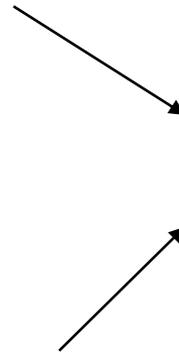
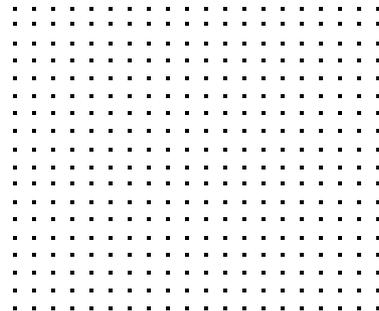
Beispiele für die Abtastung verschiedener Gitterstrukturen

Beispiel 1: ideale (punktförmige) Pixel; Strukturbreite > Pixelabstand

Gitterstruktur



Pixelstruktur

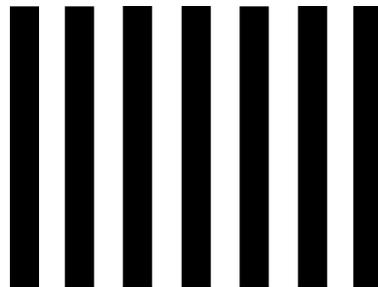


Darstellung des abgetasteten Gitterbildes

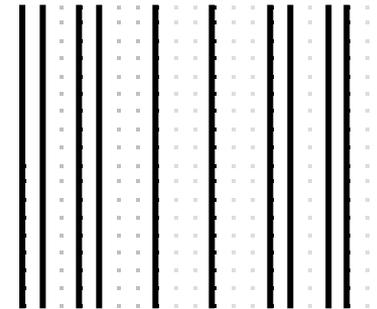
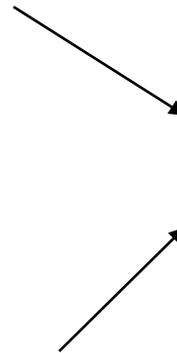
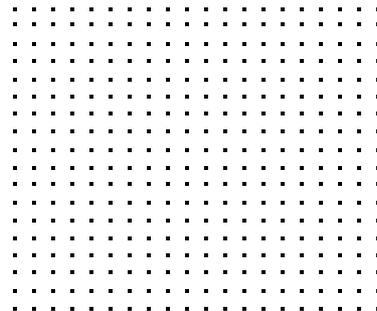
Beispiele für die Abtastung verschiedener Gitterstrukturen

Beispiel 2: ideale (punktförmige) Pixel; Strukturbreite \approx Pixelabstand

Gitterstruktur



Pixelstruktur

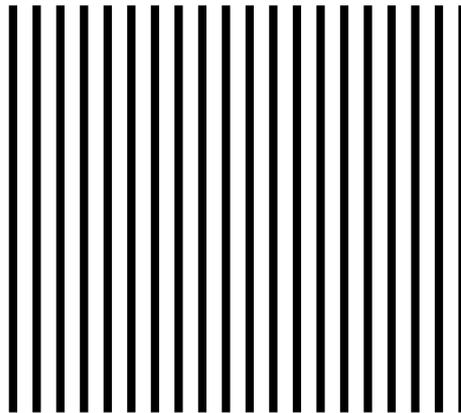


Darstellung des abgetasteten Gitterbildes

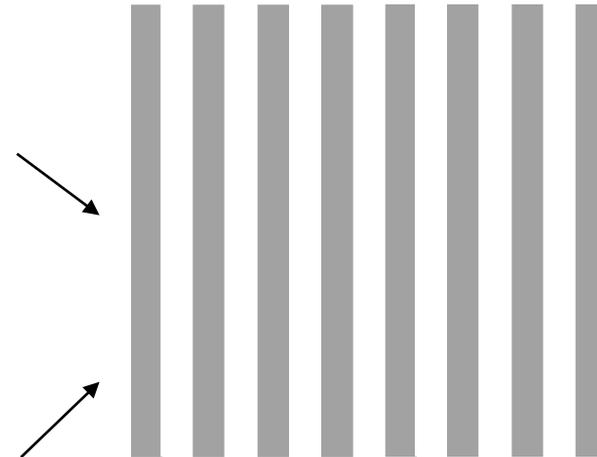
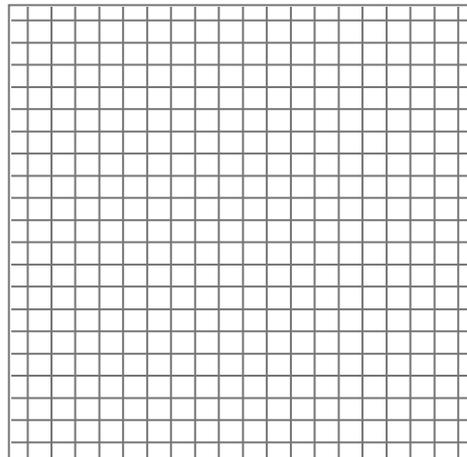
Beispiele für die Abtastung verschiedener Gitterstrukturen

Beispiel 3.1: Pixelintegration; Strukturbreite < Pixelabstand

Gitterstruktur



Pixelstruktur



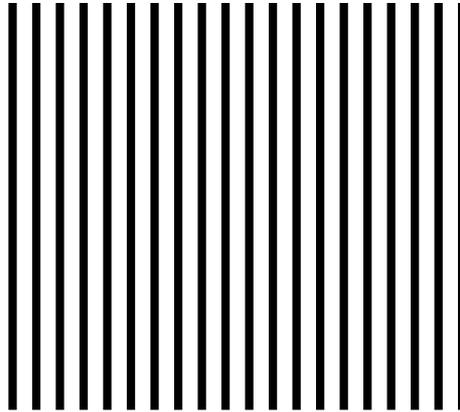
Darstellung des abgetasteten
Gitterbildes

Ftast 1

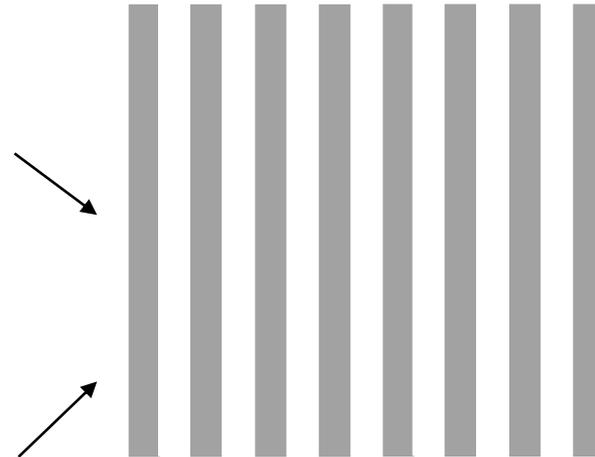
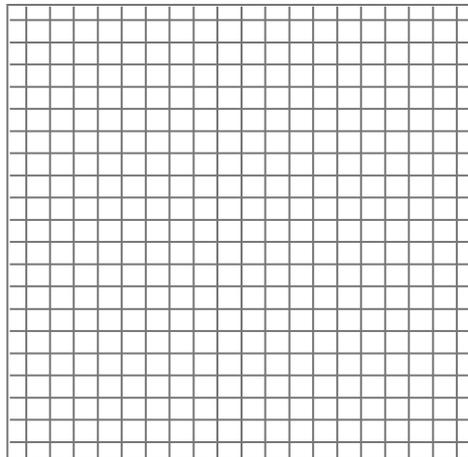
Beispiele für die Abtastung verschiedener Gitterstrukturen

Beispiel 3.2: Pixelintegration; Struktur min. gegenüber 3.1 nach rechts verschoben

Gitterstruktur



Pixelstruktur



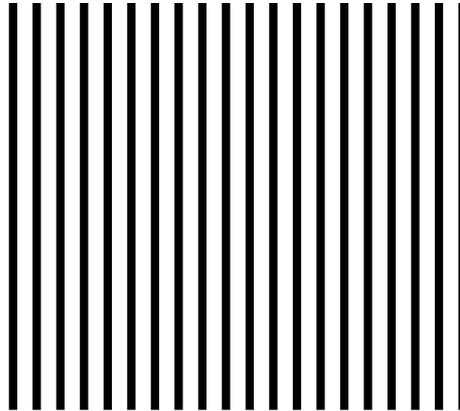
Darstellung des abgetasteten
Gitterbildes

Ftast 2

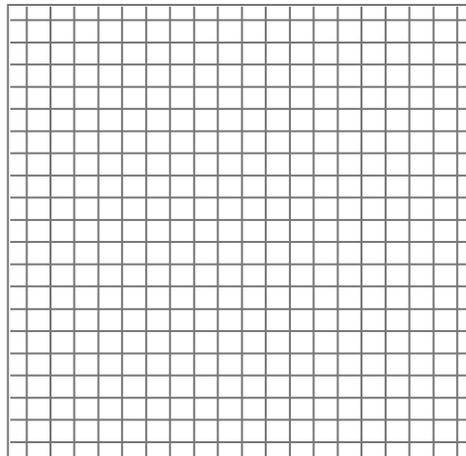
Beispiele für die Abtastung verschiedener Gitterstrukturen

Beispiel 3.3: Pixelintegration; Struktur min. gegenüber 3.2 nach rechts verschoben

Gitterstruktur



Pixelstruktur



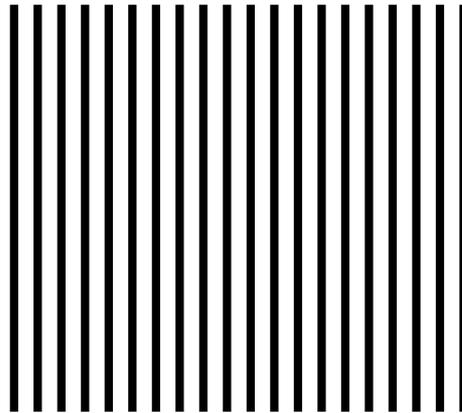
Darstellung des abgetasteten
Gitterbildes

Ftast 3

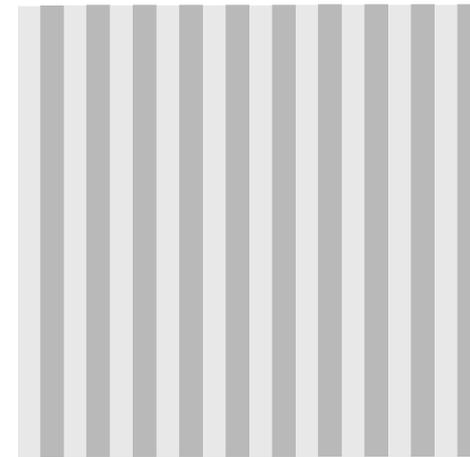
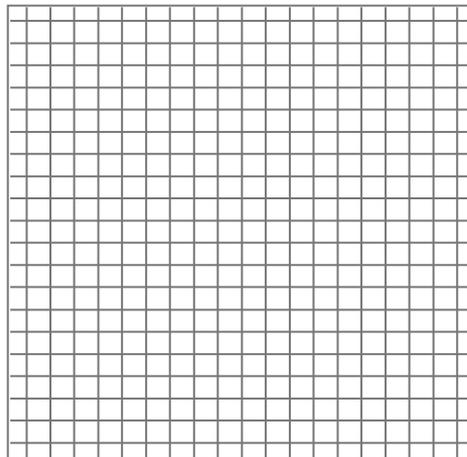
Beispiele für die Abtastung verschiedener Gitterstrukturen

Beispiel 3.4: Pixelintegration; Struktur min. gegenüber 3.3 nach rechts verschoben

Gitterstruktur



Pixelstruktur



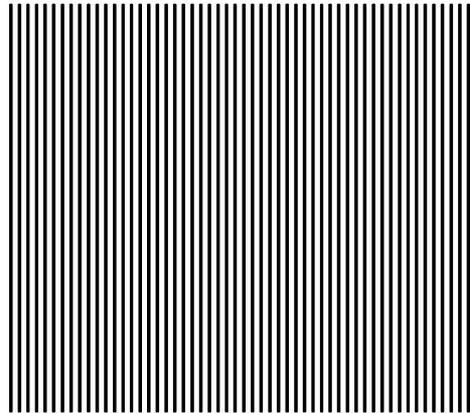
Darstellung des abgetasteten
Gitterbildes

Ftast 4

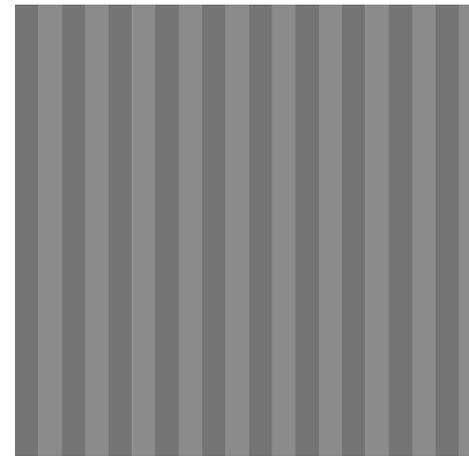
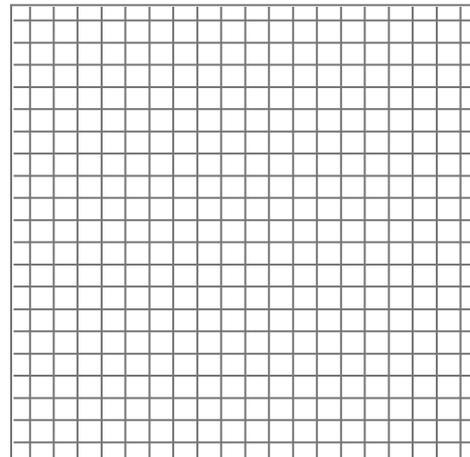
Beispiele für die Abtastung verschiedener Gitterstrukturen

Beispiel 3.5: Pixelintegration; Strukturbreite \ll Pixelabstand

Gitterstruktur



Pixelstruktur



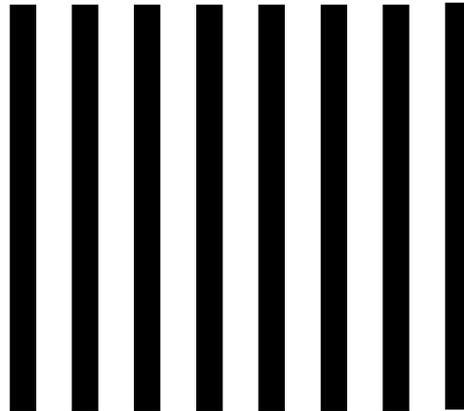
Darstellung des abgetasteten
Gitterbildes

Ftast 5

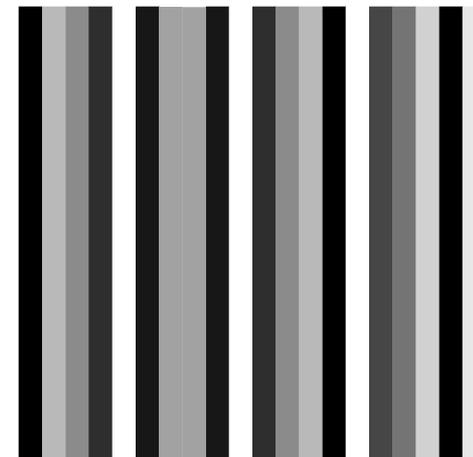
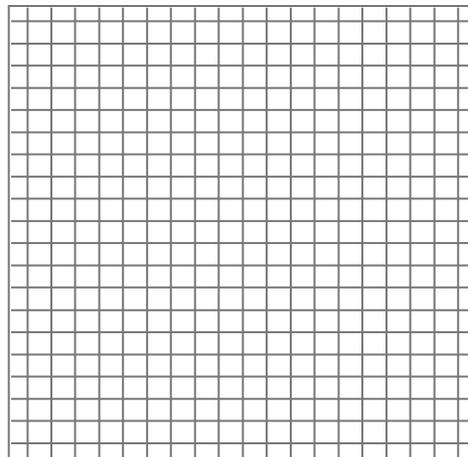
Beispiele für die Abtastung verschiedener Gitterstrukturen

Beispiel 3.6: Pixelintegration; Strukturbreite ca. $2 \cdot \text{Pixelabstand}$ (Abtasttheorem eingehalten ?)

Gitterstruktur



Pixelstruktur



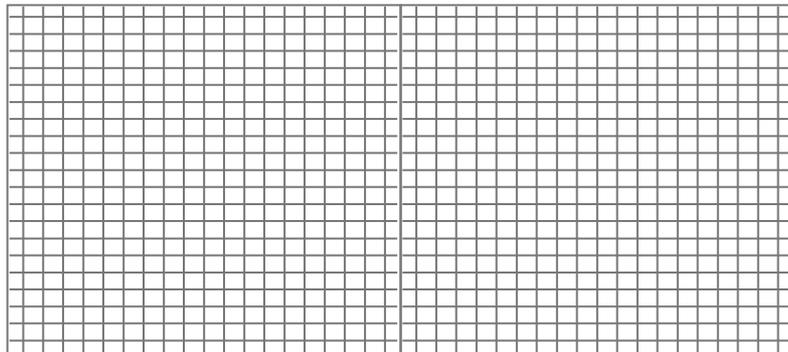
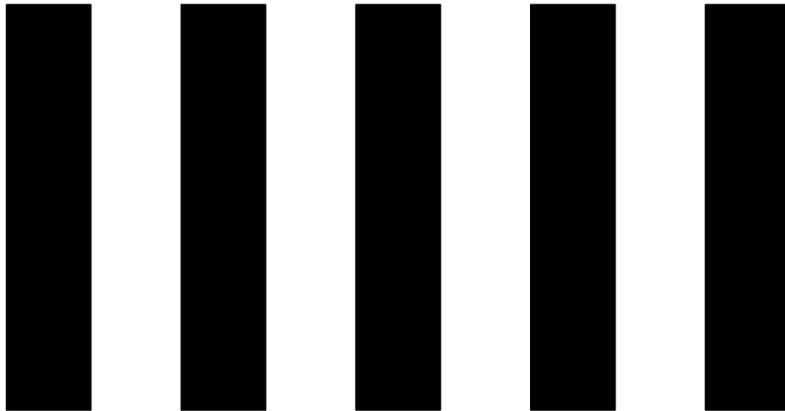
Darstellung des abgetasteten
Gitterbildes

Ftast 6

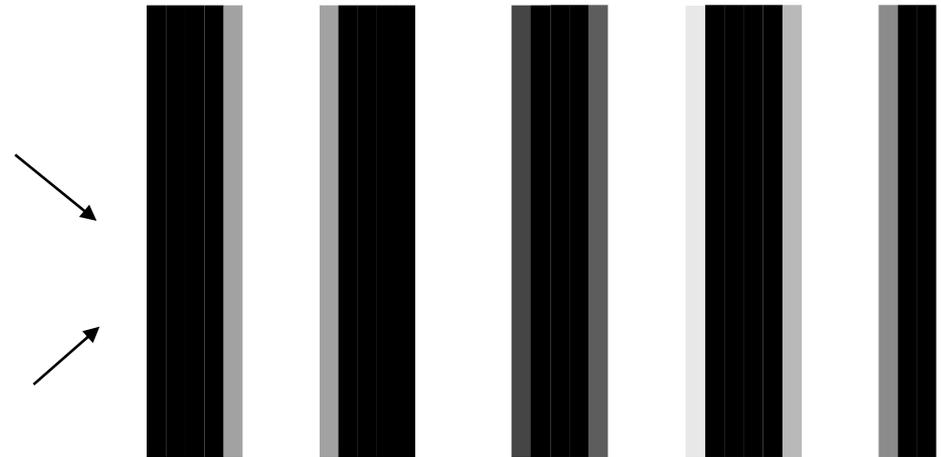
Beispiele für die Abtastung verschiedener Gitterstrukturen

Beispiel 3.7: Pixelintegration; Strukturbreite deutlich größer als der Pixelabstand

Gitterstruktur



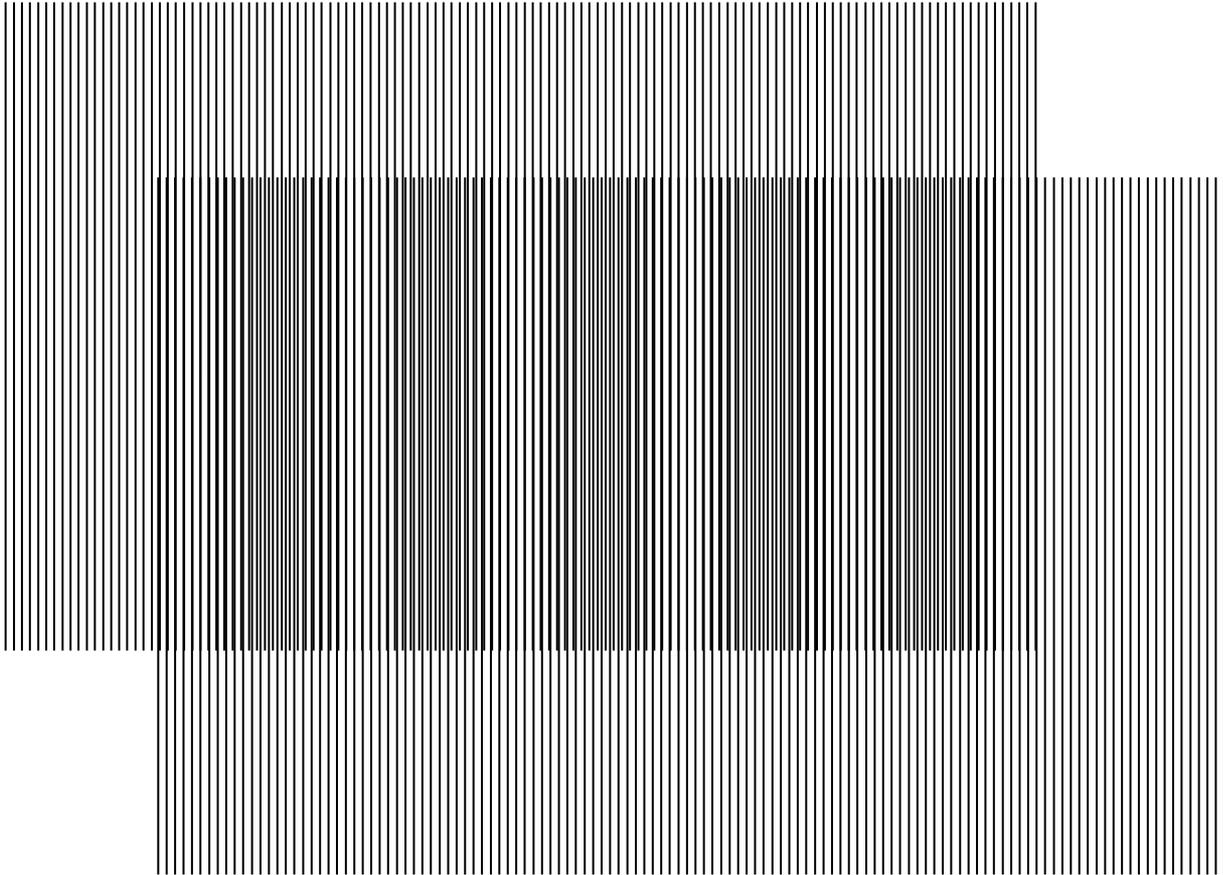
Pixelstruktur



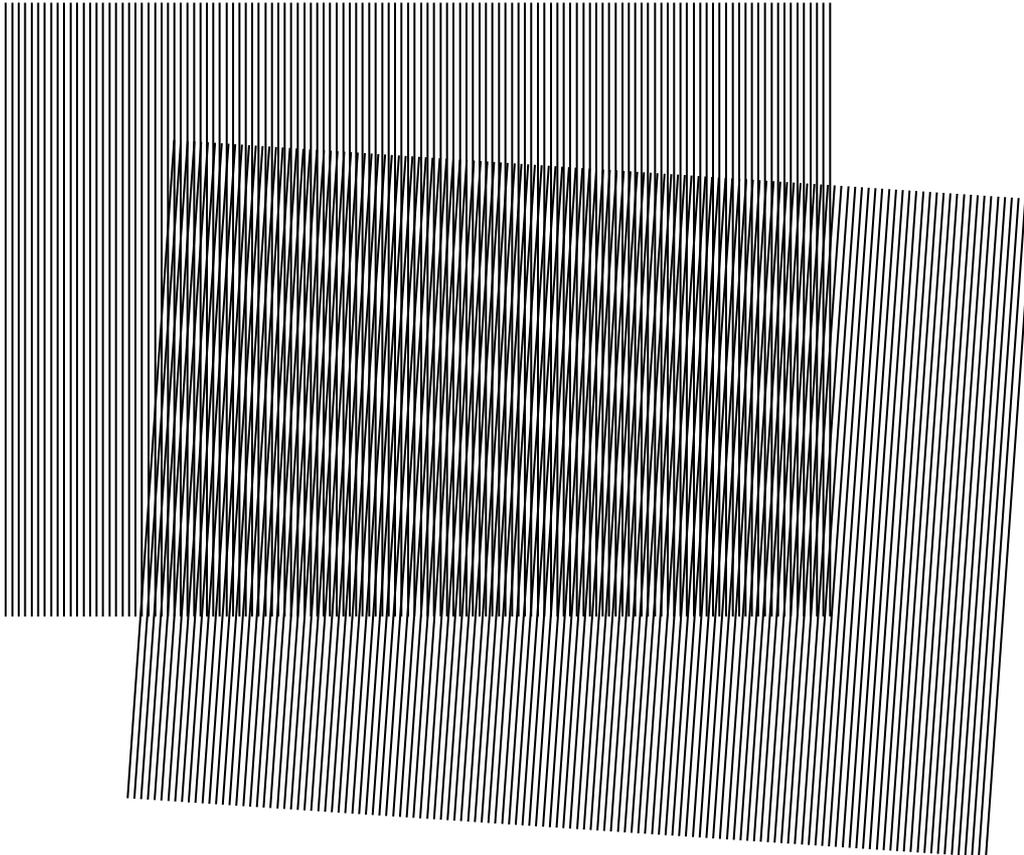
Darstellung des abgetasteten
Gitterbildes

Ftast 7

Die durch Unterabtastung (Aliasing) von Bildern bzw. durch Überlagerung von Gittern entstehenden Strukturen werden als Moire-Strukturen bezeichnet (Moire-Bilder, Moire-Effekt)

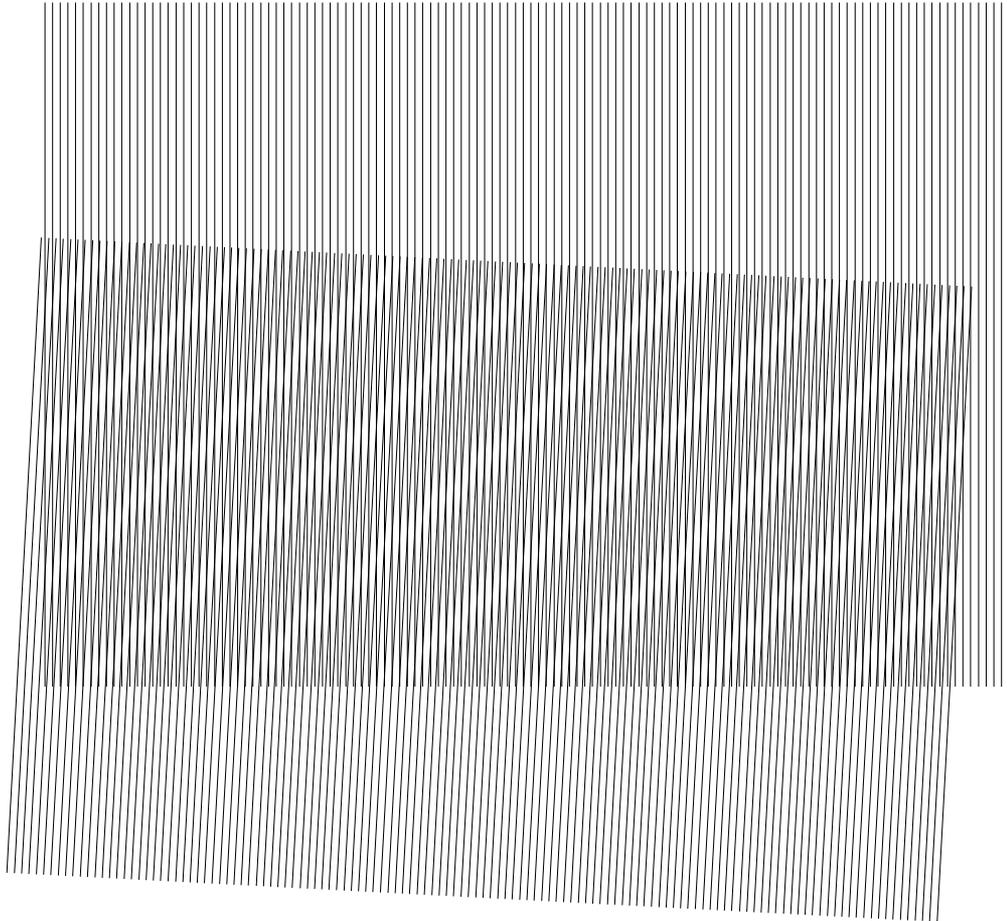


Beispiele für Moire-Bilder



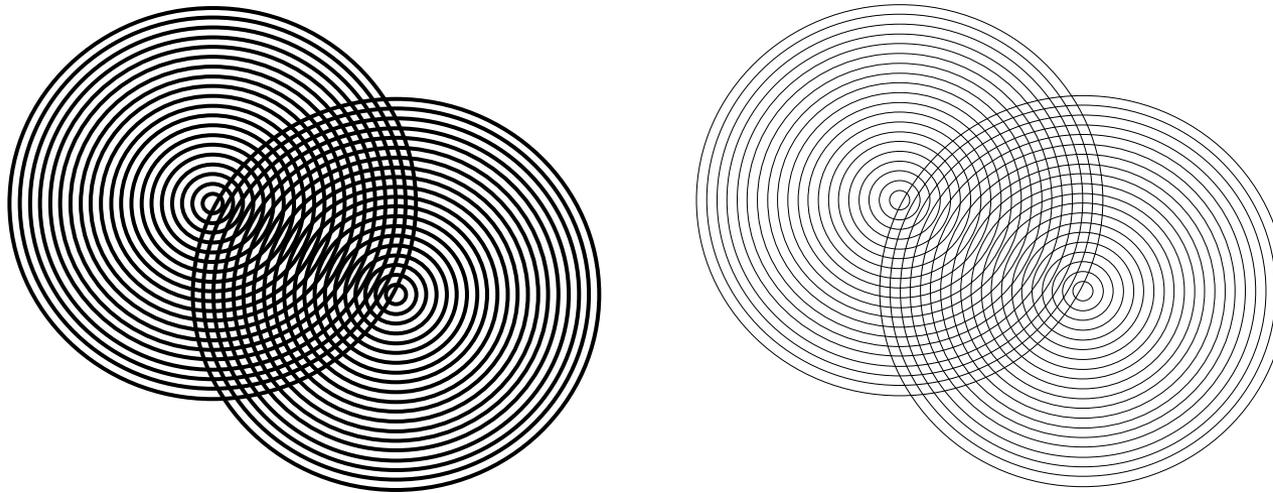
gegeneinander verdrehte
Gitter

Beispiele für Moire-Bilder



gegeneinander verdrehte
Gitter

Beispiele für Moire-Bilder



Überlagerung ringförmiger Strukturen

Auflösungsvermögen von Halbleiterbildsensoren mit rechteckigen Pixeln

Optisches Auflösungsvermögen: kleinster Abstand zweier Objekte (z.B. Linienpaar), bei welchem diese Objekte noch voneinander unterschieden werden können

Erklärungsansatz für das Auflösungsvermögen von Halbleiterbildsensoren mit Hilfe des ***Abtasttheorems***

Optische Strukturen besitzen, ideal senkrechte Hell-Dunkel- bzw. Dunkel-Hell-Übergänge vorausgesetzt, ein unendlich breites Spektrum.

Nach dem ***Abtasttheorem*** sind hierfür beliebig dicht nebeneinander liegende Pixel (Pixelanzahl unendlich) erforderlich.

Aber ... (siehe nächste Seite)

Auflösungsvermögen von Halbleiterbildsensoren mit rechteckigen Pixeln

- Reale Strukturen haben **keine** Hell-Dunkel/Dunkel-Hell-Übergänge mit **senkrechten Kanten**, u.a. wegen „Kantenverschleifungen“ durch Streulicht und aufgrund von Beugungseffekten.
- **Höherfrequente Schwingungsamplituden** im Fourierspektrum **konvergieren** mit zunehmender Frequenz **gegen 0**.
- Die Pixel von Halbleiterbildsensoren **integrieren** über die lichtempfindliche Fläche (**Tiefpassfilterung**), filtern also höhere Anteile bereits heraus, was der **Wirkung von Anti-Aliasing-Filtern** gleichkommt

Auflösungsvermögen von Halbleiterbildsensoren mit rechteckigen Pixeln

Deshalb hat es sich z.B. für messtechnische Zwecke als **ausreichend** erwiesen, wenn die Periodenlänge der abzutastenden optischen Struktur das **4- bis 10-fache der Tastweite** des Sensors beträgt (entspricht nach dem Abtasttheorem **2- bis 5-facher Sicherheit** bei angenommenem sinusförmigen Helligkeitsverlauf der optischen Struktur)

Bei **Halbleiterbildsensoren** wird meist die horizontale und vertikale Pixelanzahl als **Maß für die optische Auflösung** angegeben

Auflösungsvermögen von Halbleiterbildsensoren mit rechteckigen Pixeln

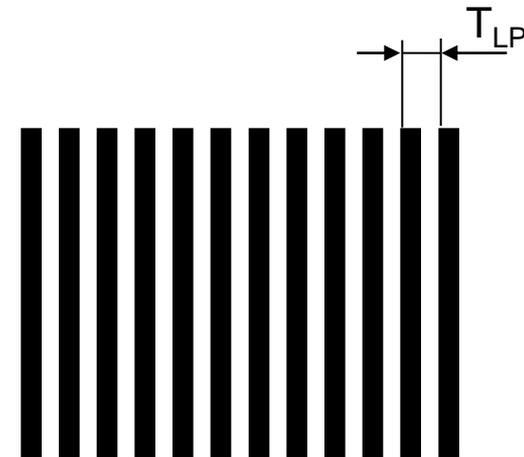
Erhöhung der optischen Auflösung bei Halbleiterbildsensoren

- absolut möglich durch **optische Vergrößerung** (in der Fotografie, insbes. der Digitalfotografie, auch als **optischer Zoom** bezeichnet) bis zu einem gewissen Maße (max. bis zur Beugungsgrenze); die **relative Auflösung** (Anz. auflösbarer Strukturen in horizontaler oder vertikaler Richtung) ändert sich dadurch nicht.
- **über die Beugungsgrenze hinaus** möglich (allerdings nicht in jedem Falle mit Halbleiterbildsensoren mittels spezieller Verfahren (z.B. Rasternahfeldmikroskopie, STED-Mikroskopie ...),
- **Digitaler Zoom** bewirkt **keine Verbesserung der Auflösung**, vielmehr werden nicht vorhandene Abtastwerte durch mathematische Verfahren errechnet; diese Werte müssen jedoch nicht den tatsächlichen Werten bei höherer Auflösung entsprechen; ähnliche Vorgehensweise z.B. „Upscaling“ bei Videoquellen zur Anpassung an HD-Geräte
- **Subpixelalgorithmen** z.B. in der Längenmesstechnik führen nicht zu höherer Auflösung, können aber die Genauigkeit bei der Ermittlung der Ortskoordinaten bestimmter Bildmerkmale gegenüber der durch das Pixelraster bestimmten Genauigkeit verbessern.

Auflösungsvermögen von Halbleiterbildsensoren mit rechteckigen Pixeln

Aufgabe: Eine vertikale Linienstruktur mit abwechselnd hellen und dunklen Linien jeweils gleicher Breite soll durch einen Bildsensor mit einer Anzahl von 768 Pixeln (horizontal) detektiert werden. Wieviel Linienpaare (Periodenlänge einer Linienstruktur T_{LP}) können maximal detektiert werden, ohne das es zu Abtastfehlern kommt

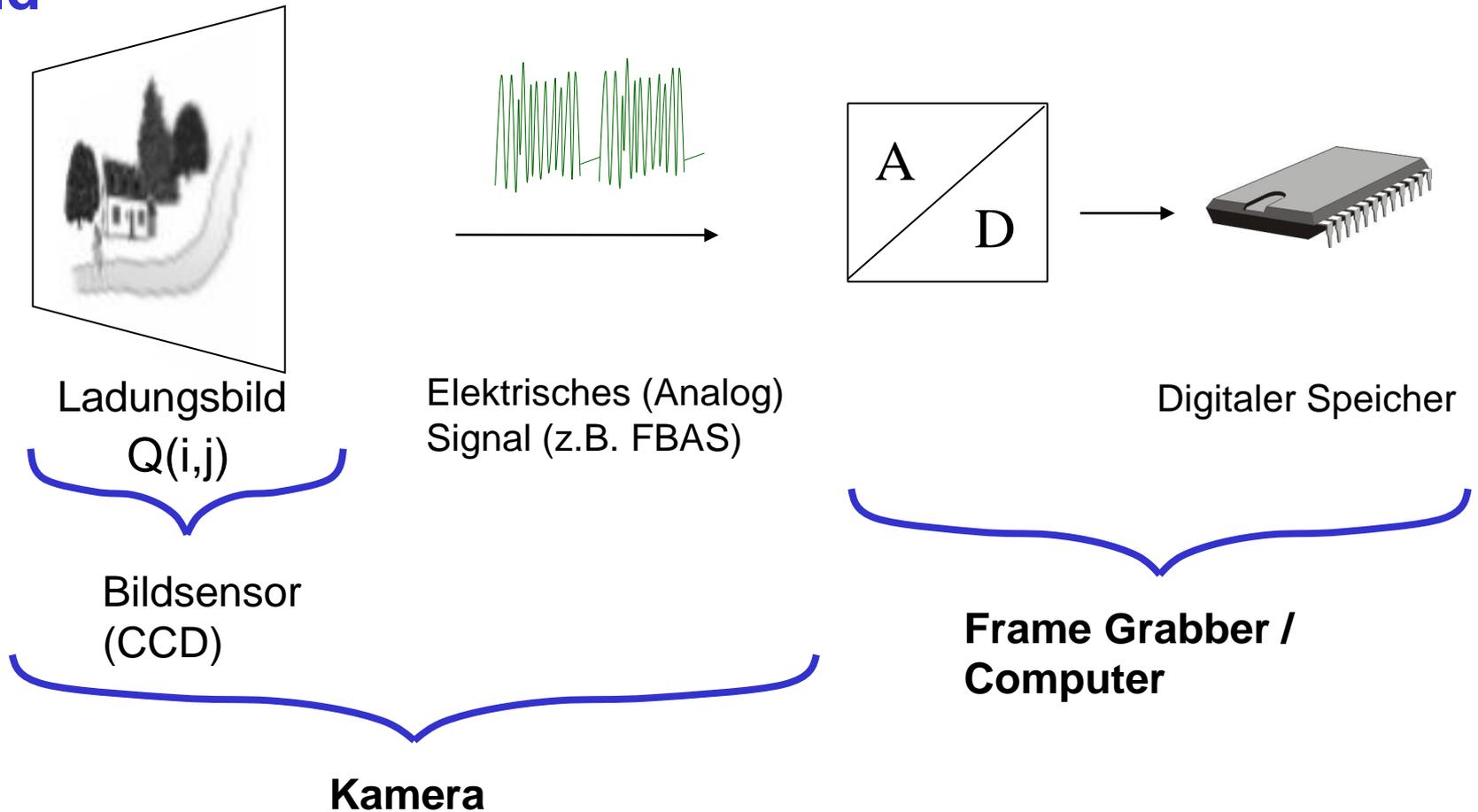
- theoretisch bei Annahme einer Balkenstruktur mit ideal senkrechten Kantenübergängen,
- bei Annahme eines sinusförmigen Helligkeitsverlaufes,
- bei Annahme einer Balkenstruktur mit realen Kantenübergängen.



$$\text{Gitterfrequenz: } f_g = \frac{1}{T_{LP}};$$

$$\text{Abtastfrequenz: } f_a = \frac{1}{T_{PH}}; \quad T_{PH} : \text{horizontales Pixelraster}$$

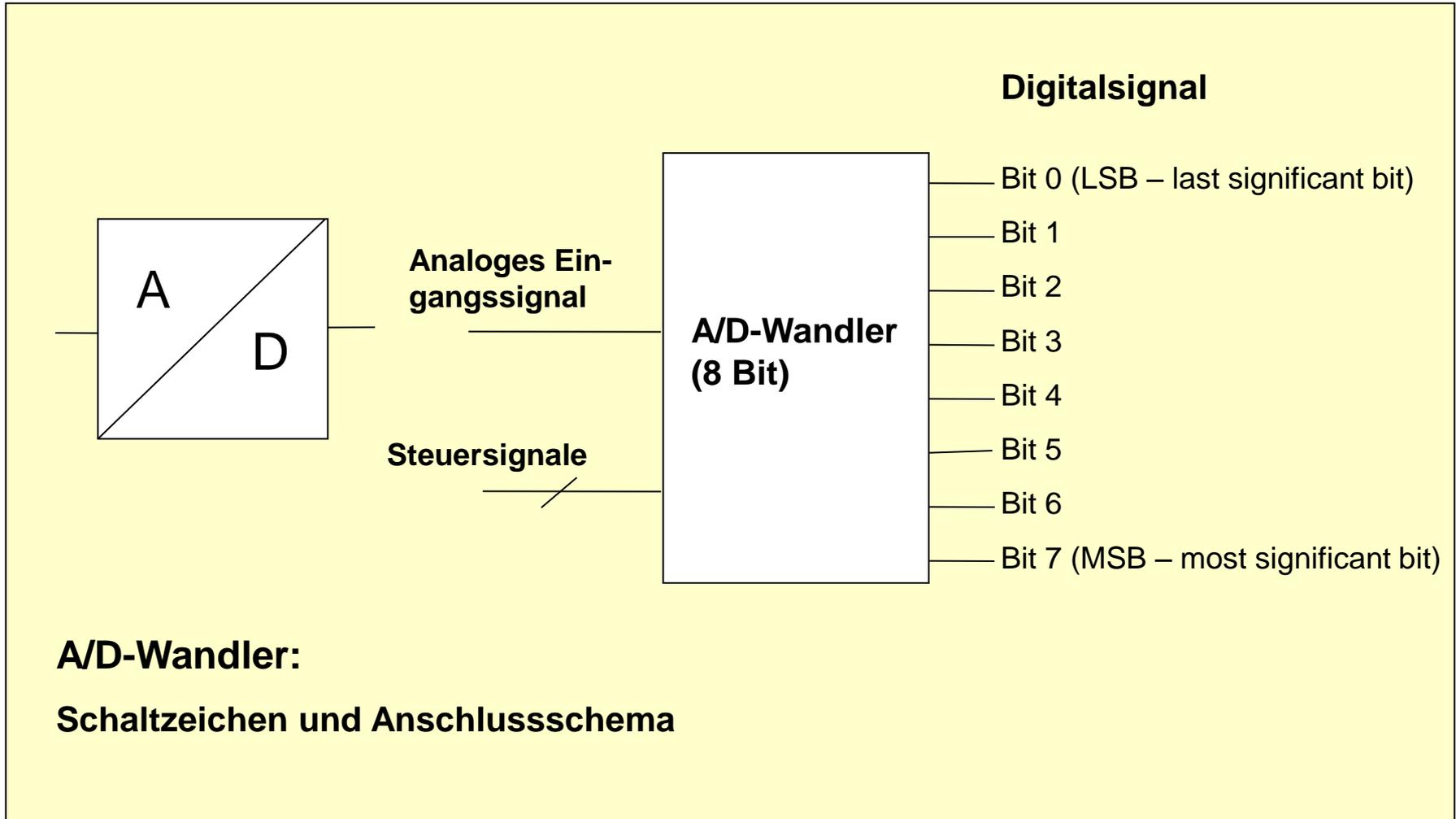
von der Ladungsverteilung zum digital abgespeicherten Bild



Gliederung

1. Wiederholung zur Signaltheorie
2. Signalabtastung / Abtasttheorem
3. Abtastung mit Bildsensoren
4. Beispiele für die Abtastung von Gitterstrukturen mit und ohne Unterabtastung
5. A/D-Wandlung: Wirkprinzipien / Beispiele

Kurze Wiederholung zur A/D-Wandlung



Kurze Wiederholung zur A/D-Wandlung Beispiel: 8-Bit Digitalisierung

Digitaler Wert

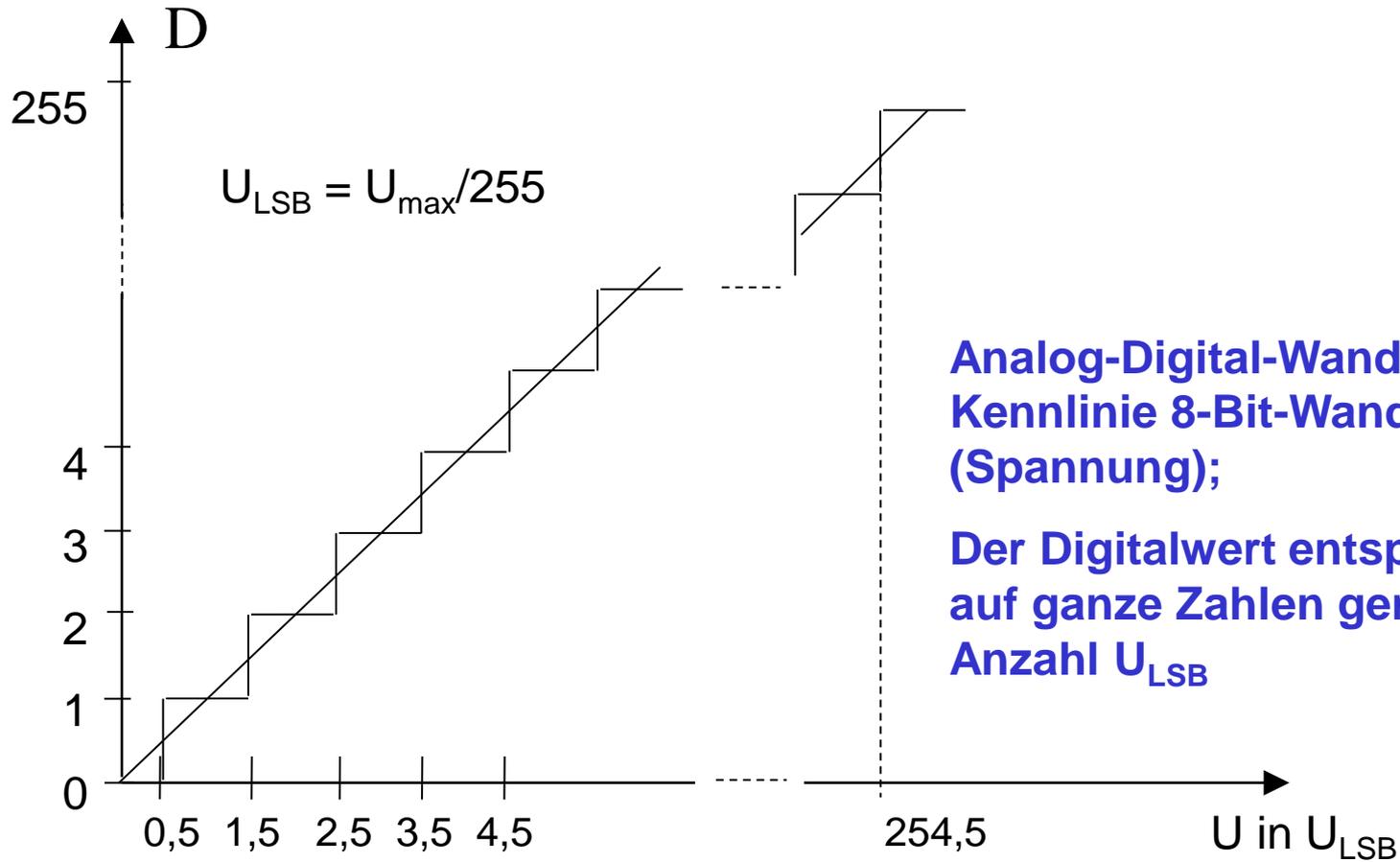
$$D = \text{Bit}_0 \cdot 2^0 + \text{Bit}_1 \cdot 2^1 + \text{Bit}_2 \cdot 2^2 + \text{Bit}_3 \cdot 2^3 + \text{Bit}_4 \cdot 2^4 + \text{Bit}_5 \cdot 2^5 + \text{Bit}_6 \cdot 2^6 + \text{Bit}_7 \cdot 2^7$$

$\text{Bit}_n = 0$ oder 1

$$\text{Analogwert} = A_{\text{LSB}} \cdot \text{Digitalwert} + \Delta Q_a$$

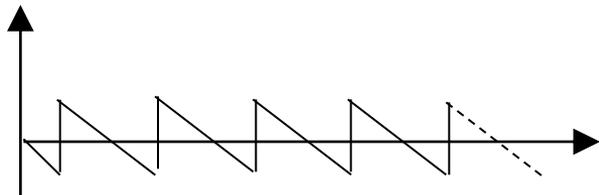
A_{LSB} – Analogwert (meist Spannung U_{LSB}), welcher der kleinsten Quantisierungsstufe entspricht

ΔQ_a – Quantisierungsfehler (stochastischer bzw. unbekannter systematischer Fehler)



**Analog-Digital-Wandlung:
 Kennlinie 8-Bit-Wandler
 (Spannung);**

**Der Digitalwert entspricht dem
 auf ganze Zahlen gerundeten
 Anzahl U_{LSB}**



Verlauf des Quantisierungsfehlers

Aufgabe:

Ein 8-Bit A/D-Wandler mit idealer Kennlinie hat einen Aussteuerbereich (maximaler Analogwert) von 5,1V. Es soll eine Spannung U_m von 3,635V digitalisiert werden. Es sind der Digitalwert und der Quantisierungsfehler (absolut und anteilig von U_{LSB}) zu ermitteln.

Lösung:

Die kleinste Quantisierungseinheit beträgt

$$U_{\text{LSB}} = 5,1\text{V}/255 = 20\text{mV}$$

Die Division der zu digitalisierenden Spannung durch U_{LSB} ergibt die Spannung in U_{LSB} : $U_m = 181,75U_{\text{LSB}}$

Runden ergibt den Digitalwert $D = 182$

Quantisierungsfehler, bezogen auf U_{LSB} :

$$\Delta Q = U_m - D = 181,75 - 182 = -0,25$$

Multiplikation mit U_{LSB} ergibt den absoluten Quantisierungsfehler ΔQ_a

$$\Delta Q_a = \Delta Q \cdot U_{\text{LSB}} = -0,25 \cdot 20\text{mV} = -5\text{mV}$$

Analog-Digital-Wandler: typische Fehler

- Quantisierungsfehler (dieser ist immer vorhanden)
- Linearitätsfehler
- Schwankungen der Breiten der Quantisierungsstufen

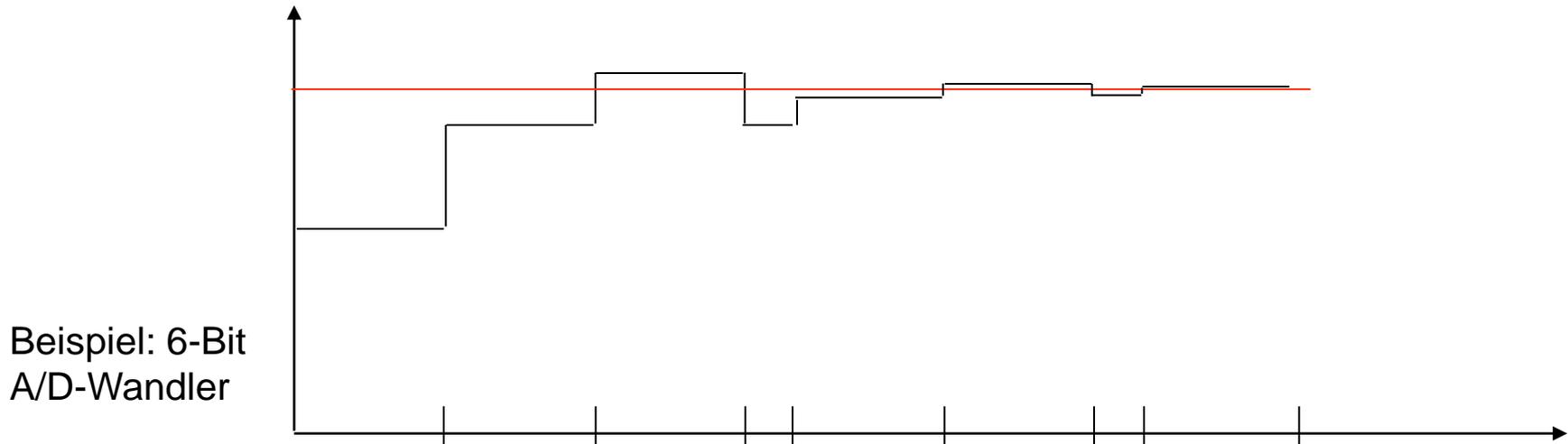
Analog-Digital-Wandler: Digitalisierungsverfahren

- **Parallele Verfahren:** sehr schnell, hoher Hardwareaufwand
- **Serielle Verfahren:** langsam, hohe Genauigkeiten möglich
- **Kombinierte Verfahren (z. B. Verfahren der sukzessiven Approximation):** liegen bzgl. Erreichbarer Geschwindigkeit und Genauigkeit zwischen den seriellen und parallelen Verfahren

Die ständig wachsenden technologischen Möglichkeiten der Integration immer komplexerer Schaltungen auf engstem Raum gestatten zunehmend die Herstellung sehr schneller und zugleich hochgenauer Wandler auch mit parallelen Wandlungsverfahren

Digitalisierungsverfahren: Verfahren der sukzessiven Approximation

Ausgabe des MSB über einen D/A-Wandler an einen Komparator, Vergleich mit dem zu digitalisierenden Wert, wenn Wert größer, dann bleibt MSB stehen, ansonsten wird es zurückgesetzt. Ausgabe des Ergebnisses (entweder 0 oder MSB + Wert des nächstkleineren Bit) als Analogwert, erneuter Vergleich, erneut Rücksetzen oder Beibehalten, Wiederholung bis zum LSB



Beispiel: 6-Bit A/D-Wandler

										Ergebnis	t
5 (MSB)	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
4	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
3	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	
Bit 2	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	
1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	
0 (LSB)	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	